

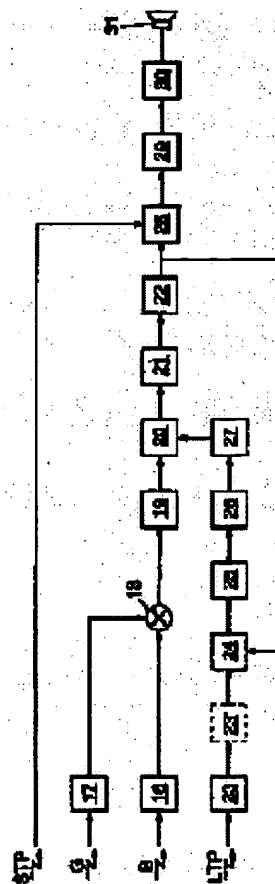
Patent number: JP5268098
Publication date: 1993-10-15
Inventor: BEERENDS JOHN G; MULLER FRANK; VAN
RAVESTEIJN ROBERTUS L A
Applicant: KONINKL PTT NEDERLAND NV
Classification:
- **international:** H03M7/30; G10L3/02; G10L9/14
- **european:**
Application number: JP19910332967 19911017
Priority number(s):

EP0482699 (A2)
NL9002308 (A)
FI914993 (A)
EP0482699 (A3)
EP0482699 (B1)

more >>

PURPOSE: To encode a repetitious sampled analog signal by supplying the amplitude of a frequency component, which is obtained from a frequency area of a converted remaining signal, while arranging at regular intervals in a linear bark scale and sending a signal indicating a coupling amplitude.

CONSTITUTION: With respect to 120 latest samples of a reproduced short-time prediction STP residue appearing in the output of a circuit 22, past sub-segments placed apart a distance D from them are determined by a circuit 24, and they are multiplied by a circuit 25. They are subjected to discrete Fourier transform in a circuit 26, and phases of 13 components are calculated in a circuit 27, and these phases and a calculated amplitude are used to perform inverse discrete Fourier transform in a circuit 20. The output signal of a filter 28 is converted into an analog signal by a D/A converter 29 and is sent to a speaker 31 through an LPF 30. The speaker 31 faithfully reproduces a speech signal given to a microphone and transmits a speech signal encoded with a small number of bits.



<http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=PAJ&IDX=JP5268098&QPN=JP5268098>

特開平5-268098

(43)公開日 平成5年(1993)10月15日

(51)Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 7/30		8836-5 J		
G 1 0 L 3/02		A 8946-5 H		
9/14		N 8946-5 H		

審査請求 有 請求項の数9(全 7 頁)

(21)出願番号 特願平3-332967

(22)出願日 平成3年(1991)10月17日

(31)優先権主張番号 9 0 0 2 3 0 8

(32)優先日 1990年10月23日

(33)優先権主張国 オランダ (NL)

(71)出願人 591104918

コニンクリジケ ビーティーティー ネー
ダーランドエヌ フィーKONINKIJKE PTT NEDE
RLAND NEAMLOZE VENN
OOTSHAPオランダ国 9726 エイシー グローニゲ
ン ステーションズウエー 10

(72)発明者 ジョン ジェラード ベレンズ

オランダ国 2515 エヌビー ザ ハーグ
キッカーストラット 20

(74)代理人 弁理士 斉藤 武彦 (外1名)

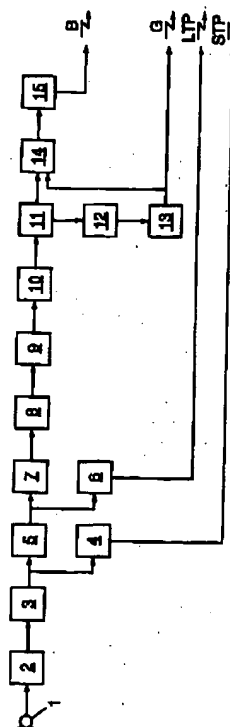
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 反復性をもつサンプル化アナログ信号をコード化しデコードするための方法およびその装置

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 本発明の目的は、受信側でデコーダーによって再生された話の質を損うことなく、STP（短期予報）原理適用後に残る残留信号内の人間の耳に関する情報を、非常に有効に、すなわち少数のビット/秒で送信するための方法を提供する。

【構成】 周波数成分がSTPフィルター短期予報フィルター化話信号から計算される。これらの信号の振幅は、線形パーク・スケールに等間隔におかれた周波数に結果の値が関係するようにして結合される。これらの成分は、スケーリング後、量子化される。デコーダーにおいて、該成分は再び周波数スペクトル上に分布される。コーダーにおいて、基本的規則性DがLTP（長期予報）技術を用いて決定された後、送られる。デコーダーにおいて、過去の間隔Dにある再生信号の位相が決定される。これらの位相はすでに周波数領域にある振幅と結合された後、時間領域への再変換がおこる。次に、逆STPフィルター化が行われる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 サンプル化信号がそれぞれ所定数のサンプルを含む連続セグメントに分割され、短期予報分析が該セグメントになされ該分析で決定された係数が送られて短期予報フィルターにも供給され、長期予報分析が該フィルターの出力で入手できる残余信号になされ該分析で決定された情報も送られ、残余信号にある情報がコード化されて送られる方法であって、前記残余信号が周波数領域に変換され、該変換された周波数領域で得られる少なくとも多数の周波数成分の振幅が、結合振幅に関する周波数が線形バーク・スケールで等間隔におかれるように供給され、該結合振幅を表す信号が送られることを特徴とする、反復性をもつサンプル化アナログ信号をコード化するための方法。

【請求項2】 前記得られた長期予報分析情報と残余信号から得られた他の情報が結合され、得られた短期予報分析係数とともに、結合信号が逆短期予報フィルターに供給され、該フィルターの出力でサンプル化アナログ信号を表す一連のサンプルが配送される方法であって、周波数領域における元の振幅が得られた結合振幅値から再生され、長期予報分析の結果として送られた情報が該振幅に関する位相値を計算するために使われ、関係する振幅とともに該計算された位相値が時間領域に送られることを特徴とする、請求項1の方法によってコード化された信号をデコードするための方法。

【請求項3】 前記周波数領域への変換によって得られた13の周波数成分の振幅 $A_1 \sim A_{13}$ が、次式に従って、バーク・スケールに等間隔におかれた4つの周波数成分の振幅 $B_1 \sim B_4$ に変換され、これら B の値が量子化後に送られることを特徴とする請求項1の方法。

【数1】

$$B_1 = \sqrt{A_1^2 + A_2^2}$$

$$B_2 = \sqrt{A_3^2 + A_4^2 + A_5^2}$$

$$B_3 = \sqrt{A_6^2 + A_7^2 + A_8^2 + A_9^2}$$

$$B_4 = \sqrt{A_{10}^2 + A_{11}^2 + A_{12}^2 + A_{13}^2}$$

【請求項4】 前記バーク・スケール等間隔におかれた4つの周波数成分 $B_1 \sim B_4$ に対してスケーリング・ファクター G が次式で計算され、該 G の値が量子化され、 $B_1 \sim B_4$ の値が量子化される前に、量子化されたスケーリング・ファクターによって分割されることを特徴とする請求項3の方法。

【数2】

$$G = \sqrt{B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + B_4^2}$$

【請求項5】 結合振幅値 $B_1 \sim B_4$ が前記得られた情報から計算され、振幅値 $A_1 \sim A_{13}$ が次式から得られ、長期予報分析の結果として送られた情報が、長期予報分析の助けを借りて発見された一群のサンプルの開始時刻とコード化すべき一群のサンプルの開始時刻との間にあるサンプルの数 D を表すことを特徴とする請求項2, 3, 4の方法。

【数3】

$$\hat{A}_1 = \hat{A}_2 = \hat{B}_1 / \sqrt{2}$$

$$\hat{A}_3 = \hat{A}_4 = \hat{A}_5 = \hat{B}_2 / \sqrt{3}$$

$$\hat{A}_6 = \hat{A}_7 = \hat{A}_8 = \hat{A}_9 = \hat{B}_3 / 2$$

$$\hat{A}_{10} = \hat{A}_{11} = \hat{A}_{12} = \hat{A}_{13} = \hat{B}_4 / 2$$

【請求項6】 コード化すべき一群のサンプルに対し間隔 D におかれ以前に送られた前記一群のサンプルが周波数領域に変換され、該変換で計算された少なくとも多数の周波数成分の位相値が決定され、該位相値が振幅値 $A_1 \sim A_{13}$ と結合され、これらの結合が時間領域に変換されることを特徴とする、請求項5の方法。

【請求項7】 必要なら、得られた D の値に対する代替値を計算することによる所定のアルゴリズムに従って、得られた D の値の変動を等しくさせ、補装法によって D の2つの連続値の間で3つの中間値を D に対して計算することを特徴とする請求項5, 6の方法。

【請求項8】 前記3つの中間値 I_1, I_2, I_3 が次式によって、既知の値 D_1, D_2 から計算されることを特徴とする請求項7の方法。

【数4】

$$I_1 = 0.75 D_1 + 0.25 D_2$$

$$I_2 = 0.5 D_1 + 0.5 D_2$$

$$I_3 = 0.25 D_1 + 0.75 D_2$$

【請求項9】 請求項1～8のうち、少なくとも1つの請求項の方法を実施するための装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、サンプル化信号がそれぞれ所定数のサンプルを含む連続セグメントに分割され、短期予報分析が常に該セグメントにおいてなされ、該分析で決定される係数が伝送されて短期予報フィルターに供給され、長期予報分析が該フィルターの出力で得られる残りの信号においてなされ、該分析で決定される情報も伝送され、該残りの信号内にある情報がコード化されて伝送される、反復性をもつサンプル化アナログ信号をコード化するための方法に関するものである。

【0002】また、本発明は、得られる長期予報分析情報と残りの信号から得られる他の情報を結合し、得られる短期予報分析係数とともにその結合信号が逆短期予報フィルターに送られ、その出力において一連のサンプルが配送されてサンプル化アナログ信号を再構成する、上記方法でコード化された信号をデコード（解読）するための方法にも関するものである。

【0003】また本発明は、上記方法によってコード化しデコードするための装置に関するものである。

【0004】

【従来技術とその問題点】例えば話信号のような、非常に一貫性のあるアナログ信号は、それぞれ特定の持続時間をもつ連続セグメント上の多数の異なる変換をなすことによって、サンプリング後、有効にコード化されることが知られている。この目的のための公知変換の1つは、線形予報コード化（LPC）であり、L. R. ラビナー、R. W. シューファース「話信号のデジタル処理」プレティス・ホール、第8章に説明されている。すなわち、LPCは特定の持続時間（話信号の場合には、例えば20ms）をもつ信号セグメントに対して使われ、短期コード化として考えられている。また、短期予報（STP）ばかりでなく、長期予報（LTP）をも利用し、これら2つの技術を組み合わせることにより、非常に有効なコード化が達成される。LTPの原理は、P. ベリー他「ヨーロッパ無線電話ネットワークのための話コーダー・デコーダー」周波数、42巻、No. 2-3、1988年、85～93頁に記載され、改善されたLTP原理はオランダ特許出願第9001985号明細書に記載されている。

【0005】

【本発明の構成】本発明の目的は、受信側でデコーダーによって再生された話の質を損うことなく、STP原理適用後に残る残留信号内の人間の耳に関する情報を、非常に有効に、すなわち少数のビット/秒で送信するための方法を提供することにある。

【0006】この目的のため、本発明によるコード化方法は、残留信号が周波数領域に変換され、該変換において得られる少なくとも多数の周波数成分の大きさ（振幅）が、結合振幅に関する周波数が線形バーク・スケール上で等間隔に位置するように組み合わせられ、該結合振幅を表す信号が送られることを特徴とするものである。

【0007】本発明によるデコード方法は、周波数領域における元の振幅が受信される結合振幅値から再生され、LTP分析の結果として送られる情報が該振幅に関する位相値を計算するために使われ、振幅とともに、この計算された位相値が時間領域に変換されることを特徴とするものである。

【0008】本発明によれば、残余信号は感知できるようにコードされる。ということは、人間の耳に検知できるデコード信号における差異に関する情報のみが送

られることを意味している。

【0009】まず、人間の耳は絶対位相値を検知できるのではなく、位相関係を検知できるだけであるため、受信端で元の位相関係を再生できるなら、コード化すべき残余信号から位相情報を送る必要は原理的にないという公知の事実のために用いられる。

【0010】さらに、本発明は、人間の聴覚は隣接した周波数帯をもつ多数のフィルターからなる鎖として機能するが、そのフィルターはいわゆる臨界帯またはバーク（Bark）と呼ばれる異なる帯域をもち、その臨界帯の帯域幅は高周波数に対してよりも低周波数に対して狭いという知見を利用している。この知見によって形成される周波数スケールは線形バーク・スケールと呼ばれる。バーク・スケールの原理をさらに詳しく知るためには、B. スカーフ、S. ブース「刺激・生理学・閾値」認識と人間行動ハンドブック、14章、1～43頁、1986年がよい。

【0011】まず残余信号を周波数領域に変換し、次に情報を送信する原理はすでに前から知られている。例えば、P. チャン他「話コード化のためのフーリエ変換ベクトル量子化」IEEE通信会報、COM35、No. 10、1059～1068頁に載っている。

【0012】しかし、この会報には、ベクトル量子化を用いて変換した後、振幅情報を送ることについては何も言及していない。

【0013】図1はコーディング・ユニットのブロック図、図2はデコーディング・ユニットのブロック図である。マイク1から運ばれるアナログ信号は、ローパス・フィルター2によって帯域幅を制限され、アナログデジタル・コンバーター3において、アナログ信号を表す一連の振幅と時分割サンプルに変換される。コンバーター3の出力信号は短期分析ユニット4の入力と短期予報フィルター5の入力に供給される。これらユニット4とフィルター5は例えば160サンプルのセグメントに短期予報を送り、分析ユニット4は量子化されコード化されてデコーダー・ユニット（図2）に送られる短期予報フィルター係数の形で出力信号を供給する。ユニット4とフィルター5の構造と機能は当業者にはよく知られており、本発明にとってそれ以上の重要性をもたないので、これ以上の説明は省く。

【0014】STPフィルター信号はLTP分析ユニット6に送られる。このユニット6において、例えばオランダ特許出願9001985号に記載されているような方法で、160サンプルのセグメント毎に2回、LTP分析がなされる。そのようなLTP分析において、コード化すべき信号セグメントに対し、特定のサーチ戦略に従って、特定接続時間をもつ先行信号のセグメントとできるだけよく似たセグメントにサーチがなされ、発見されたセグメントの初期とコード化すべきセグメントの初期との間に置かれたサンプルの数Dを表す形で信号が送

られる。

【0015】STPフィルタ5の出力信号は残余信号と呼ばれ、本発明によればこの残余信号は視覚に関する情報のみが送られるようなコード化形式で送られる。このため、残余信号の160サンプルのセグメントは回路7において、30サンプルの8セグメントに分割される。これはまず供給セグメントを20サンプルの8サブセグメントに分割し、次に前のサブセグメントの残りの10サンプルを先端で仕上げる。これは各セグメントの最後の10サンプルは、次のセグメントの最初のサブセグメントを完成できるためにも貯えられなければならないことを意味している。次に30サンプルのすべてのサブセグメントは、例えばコサイン（余弦）関数のような客関数によって回路8で増やされる。客関数は、サブセグメントの重なり部分における全サンプルに対し、2つの掛け算要素の2乗の和が単位であるように選ばれる。その理由は、客関数による掛け算がコーディング・ユニットおよび図2のデコーディング・ユニットの両方においておこる場合であるからである。離散フーリエ変換（DFT）が回路9の窓サブセグメントで行われ、16の異なる周波数成分が各サブセグメントに対して得られる。0から15までのこれら16成分のうち、1から13までの成分の振幅Aが回路10で計算される。成分0, 14, 15は話通信用に選ばれた300~3,400Hzの周波数帯の外側にあるので無視できる。もっと広い、または狭い周波数帯が適切であれば、考慮すべき振幅成分の数はそれに応じて調整し得る。前記13の成分から始めて、4つのいわゆるパーク振幅成分が回路11で計算される。これらは、線形パーク・スケールに等間隔に置かれた周波数に結びついた振幅である。パーク振幅成分 $B_1 \sim B_4$ は、たとえば、DFT振幅 $A_1 \sim A_{13}$ から次式で計算できる。

【0016】

【数5】

$$B_1 = \sqrt{A_1^2 + A_2^2}$$

$$B_2 = \sqrt{A_3^2 + A_4^2 + A_5^2}$$

$$B_3 = \sqrt{A_6^2 + A_7^2 + A_8^2 + A_9^2}$$

$$B_4 = \sqrt{A_{10}^2 + A_{11}^2 + A_{12}^2 + A_{13}^2}$$

【0017】望むなら、利得率Gは次式のように4つのパーク振幅成分から回路12でスケーリング値として計算される。

【0018】

【数6】

$$G = \sqrt{B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + B_4^2}$$

【0019】スケーリング値Gの適用は、スケール化振幅がより効率的にコード化できるという利点をもつ。Gの値は回路13で量子化され、デコーディング・ユニットに送られる。スケール・ファクターGが計算されれば、全パーク成分は回路14で量子化ゲイン・ファクターGによって分割される。分割の結果は回路15で量子化され、コード化されて、デコーディング・ユニットに送られる。

【0020】スケーリング値が使われなければ、回路12, 13, 14は省くことができ、パーク振幅成分に対する4つの計算値は回路15での量子化後、直接送られ得る。

【0021】デコーダー・ユニットの回路16でデコード後、4つのスケール化パーク振幅成分は、回路17でデコードされたゲイン・ファクターGとマルチプライヤー18で掛け算される結果、再生パーク振幅成分 $B_1 \sim B_4$ が得られる。スケーリング・ファイターがコーディング・ユニットで使われていなければ、これはもちろん適用できない。回路19で、周波数領域の振幅 $A_1 \sim A_{13}$ （周波数スケールで等間隔）は、次式で計算される。

【0022】

【数7】

$$\hat{A}_1 = \hat{A}_2 = \hat{B}_1 / \sqrt{2}$$

$$\hat{A}_3 = \hat{A}_4 = \hat{A}_5 = \hat{B}_2 / \sqrt{3}$$

$$\hat{A}_6 = \hat{A}_7 = \hat{A}_8 = \hat{A}_9 = \hat{B}_3 / 2$$

$$\hat{A}_{10} = \hat{A}_{11} = \hat{A}_{12} = \hat{A}_{13} = \hat{B}_4 / 2$$

【0023】逆DFT（IDFT）回路におけるIDFTによって、コーダーで考えた13周波数成分を時間領域に戻すことができるように、振幅および位相が必要である。

【0024】位相は回路23でデコードされ、サンプル間隔DからなるLTP情報の助けを借りて、次のようにして求められる。

【0025】回路22の出力に現れているような再生STP残余の120の最新サンプルが、各場合に貯えられる。回路24で、現在のサブセグメントからDだけ離れたところにある過去のサブセグメントが決定され、このサブセグメントは、コーダーの回路8で使われたと同一の客関数によって回路25で掛け算される。次に、回路26でこのサブセグメントにDFTが適用された後、13成分の位相が回路27で計算される。こうして決定された位相と、すでに計算された振幅とを使って、IDF

Tが回路20でなされ、 A_0 、 A_{14} 、 A_{15} 、 A_{16} の振幅がゼロにセットされる。

【0026】回路20の出力で30サンプル長のサブセグメントの再生が利用できるが、コーダーでなされた窓関数によって変形されている。したがって、再生サブセグメントは回路21で窓関数によって再び掛け算される。窓関数と2回掛け合わされたサブセグメントの初めの10サンプルの場合には、窓関数と2回掛け合わされ、このために貯えられている前のセグメントの終りの10サンプルが回路22で加えられる。この結果、合成の10サンプルにおける掛け算要素の和は1に等しい。

【0027】このサブセグメントの終りの10サンプルは貯えられる。初めの20サンプルは、STP残余のセグメントの再生の一部をなす。8サブセグメントが再生され結合された後、STP残余の完全再生セグメントが得られ、STP分析がコーディング・ユニットでなされたセグメントよりも過去の10サンプルに置かれる。

【0028】逆STPフィルターリングが得られたSTP係数の助けを借りてそれ自身知られた方法でフィルター回路28でこのセグメントになされ、先行セグメントからのフィルター係数が初めの10サンプルに対して使われる。

【0029】フィルター28の出力信号はデジタルアナログ・コンバーター29においてアナログ信号に変換される。このアナログ信号はローパス・フィルター30を経てスピーカ31に送られる。このスピーカはマイク1に与えられた話信号を高忠実に再生し、本発明に従う方法によって少数のビットでコード化された話信号を送ることができる。

【0030】望むなら、話信号の再生のためDの最適値を得るため、回路23と24の間に回路23'を設けて、デコーダーが受けるDの値にさらに多数の操作を与えさせることができる。これらは次の3つの連続操作である。

【0031】1) 受けたDの値の列がある傾向を示すなら、そして現在のDがその傾向の許容範囲の外にはずれているなら、現在のDはその傾向の範囲内にある値とおき代えられる。連続値の列における傾向を決定し、その傾向から外れる信号に対する値のおき代えを決定するアルゴリズムは、それ自身、当業者によく知られている。

【0032】2) 3つの中間値 I_1 、 I_2 、 I_3 が、補挿法によって前記アルゴリズムの助けを借りながら、Dの2つの連続値 D_1 、 D_2 の間で計算される。例えば、次のようにして行なわれる。

【0033】

【数8】

$$I_1 = 0.75 D_1 + 0.25 D_2$$

$$I_2 = 0.5 D_1 + 0.5 D_2$$

$$I_3 = 0.25 D_1 + 0.75 D_2$$

【0034】間隔Dがセグメントあたり2回、コーディング・ユニットで決定されるので、補挿法が実行される。補挿法を使わなければ、4つの連続サブセグメントのデコーディングが同一の値のDについて行われる。コーディング・ユニットの信号に基本的な規則性がなければ、4つのサブセグメントの間、規則性がデコーダー内に誤って与えられよう。この問題は補挿法によって克服される。

【0035】話信号に基本的な規則性が存在すれば、信号のくり返し間隔は一般にゆっくりと変化する。補挿法により、Dの値の変化はデコーダーにおいて平滑な性質をもつ。

【0036】3) 必要なら、おき代え値を計算することによってDの値を等しくさせ、補挿法を行った後、計算された間隔Dが、信号内にある現実のくり返し間隔Dとできるだけよく一致する。しかし、間隔Dが30よりも小さければ、積が最小30になるように選ばれた整数とDが掛け合わされる。現在のセグメントに対して30未満の間隔でサブセグメントの全サンプルがまだ再生されておらず、位相を計算することに使えないため、これは必要である。

【0037】それにもかかわらず30未満の間隔Dが送られる理由は、信号の基本的規則性が30未満の多数のサンプルを取り巻けば、実際のくり返し間隔の互いに等しくない倍数である値を、デコードされた間隔Dがとることを妨げる。その結果、等化アルゴリズムは傾向を検出する機会をもたなくなる。

【図面の簡単な説明】

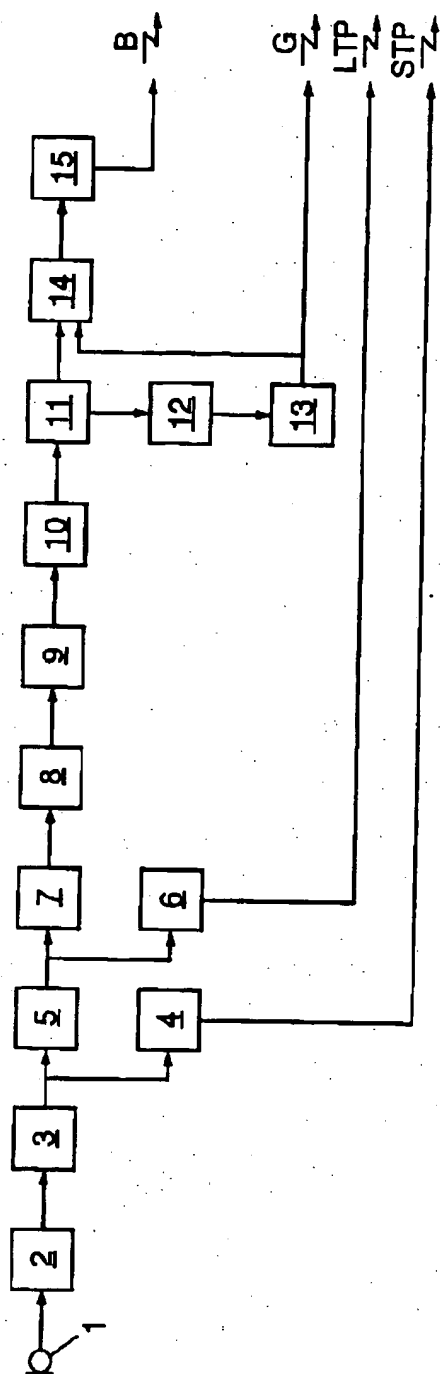
【図1】本発明による装置のコーディング・ユニットの1実施例のブロック図である。

【図2】本発明による装置のデコーディング・ユニットの1実施例のブロック図である。

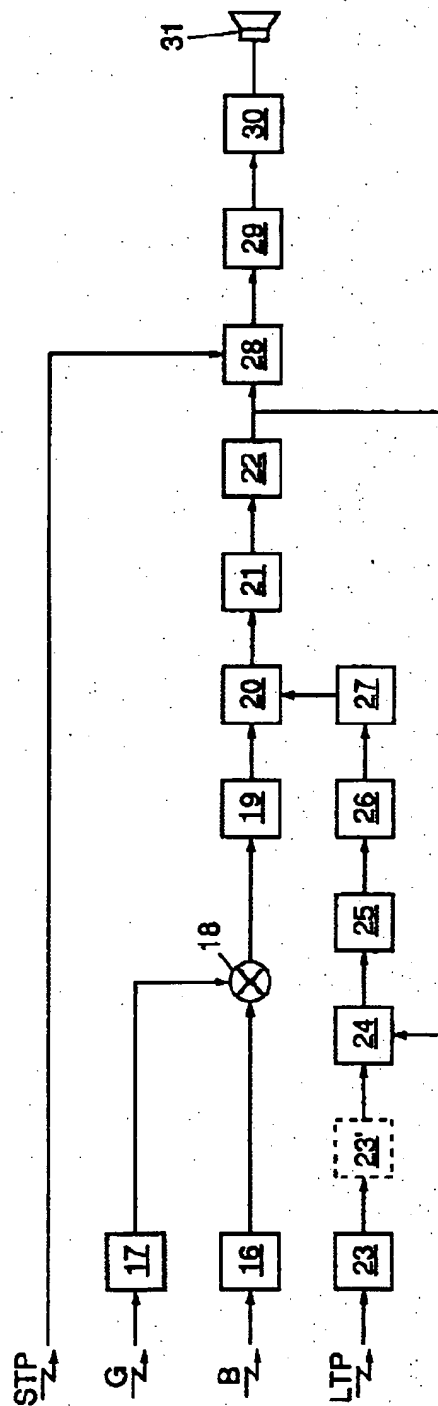
【符号の説明】

- 1 マイク
- 2 ローパス・フィルター
- 3 アナログデジタル・コンバーター
- 4 短期予報分析ユニット
- 5 短期予報フィルター
- 6 長期予報分析ユニット
- 7～17 回路
- 18 マルチプライヤー
- 19～27 回路
- 28 フィルター
- 29 デジタルアナログ・コンバーター
- 30 ローパス・フィルター

【図1】



【図2】



フロントページの続き

(72)発明者 フランク ミューラー
オランダ国 2623 エヌジェイ デレフト
メルコートラン 24

(72)発明者 ロベルタス ランバータス アドリアナス

パン ラベステイン
オランダ国 2275 ティビー ボーバーク
ホークウエー 46